DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.40 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

一种 SiC/Si 混合五电平逆变器及其优化调制策略

莫文逸[1](中国电源学会学生会员)，张 犁[1](中国电源学会高级会员)，
邹宇航[2](中国电源学会会员)
(1.河海大学电气与动力工程学院，南京 211100；2.新型电力系统运行与控制全国重点实验室
(清华大学电机工程与应用电子技术系)，北京 100080)

摘要：提出了1种SiC/Si混合五电平逆变器拓扑及其优化调制策略，所提拓扑由4支SiC MOSFET和4支Si IGBT组成，通过直流侧分裂电容构成五电平结构；所提调制策略中所有高频开关损耗由4支SiC MOSFET承担，4支Si IGBT仅承担通态损耗与部分结电容充放电损耗。损耗建模分析表明，所提SiC/Si混合调制策略能够优化器件损耗分布，充分发挥SiC MOSFET的低开关损耗优势与Si IGBT在大电流条件下的低通态损耗优势。相比于全-Si方案，所提SiC/Si混合方案在大幅提高变换效率的同时仅少量增加硬件成本；相比于全-SiC方案，所提SiC/Si混合方案在实现相近效率性能的同时大幅降低硬件成本，且SiC/Si混合方案在重载工况下的效率优于全-SiC方案。最后，搭建4 kW SiC/Si混合五电平逆变器实验平台，验证所提SiC/Si混合五电平逆变器拓扑及其优化调制策略的可行性与有效性。

关键词：五电平逆变器；SiC/Si混合；脉宽调制；损耗分析；效率

SiC/Si Hybrid Five-level Inverter and Its Optimized Modulation Strategy

MO Wenyi[1], *Student Member*, *CPSS*, ZHANG Li[1], *Senior Member*, *CPSS*,
ZOU Yuhang[2], *Member*, *CPSS*
(1. School of Electrical and Power Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China; 2. State Key Laboratory of Power System Operation and Control (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University), Beijing 100080, China)

Abstract: A SiC/Si hybrid five-level inverter and its optimized modulation strategy are proposed. The proposed topology consists of four SiC MOSFETs and four Si IGBTs, and it utilizes DC-link split capacitors to achieve a five-level structure. Under the proposed modulation strategy, all the high-frequency switching loss is distributed to the four SiC MOSFETs, while the four Si IGBTs only generate conduction losses and part of the junction capacitor charging and discharging losses. The analysis results of loss modeling show that the proposed SiC/Si hybrid modulation strategy can optimize the loss distribution, fully utilize the low-switching-loss advantage of SiC MOSFET and the low-conduction-loss advantage of Si IGBT under large current conditions. Compared with the full Si scheme, the proposed SiC/Si hybrid scheme significantly improves the conversion efficiency while only slightly adding the hardware cost. Compared with the full SiC topology, the proposed SiC/Si hybrid scheme achieves a similar efficiency while obviously reducing the hardware cost. In addition, under heavy load conditions, the proposed SiC/Si hybrid scheme achieves a higher efficiency than the full SiC scheme. An experimental platform of 4 kW SiC/Si hybrid five-level inverter was built to validate the feasibility and effectiveness of the proposed SiC/Si hybrid five-level inverter topology and its optimized modulation strategy.

Keywords: Five-level inverter; SiC/Si hybrid; pulse-width modulation; loss analysis; efficiency

收稿日期：2025-02-06；**修回日期**：2025-03-02；**录用日期**：2025-03-07；**网络首发日期**：2025-03-26
基金项目：国家自然科学基金优秀青年科学基金资助项目(52322705)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52322705

相比于两电平及三电平拓扑，五电平拓扑具有更低的开关器件电压应力、更小的输出波形谐波畸变率，并可改善系统电磁兼容性能，因而被广泛应用于轨道牵引、电气推进、中压直挂光伏、中压储能等中压功率系统中[1-2]。为了提高输出电压的电平数，二极管钳位型和飞跨电容 FC(flying capacitor)型拓扑需大量增加钳位二极管和飞跨电容的数量，导致逆变器体积和成本显著提升[3-5]。文献[6]所提出的树状有源中点钳位 TANPC(tree-type active neutral-point-clamped)拓扑大幅减少了器件数量，可以提升五电平逆变器的功率密度并降低硬件成本。

提高开关频率可降低无源器件体积，进一步提升五电平 TANPC 逆变器的功率密度[7-10]。然而，受限于 Si 基器件开关速度及开关损耗，Si 基逆变器的开关频率通常低于 30 kHz。以氮化镓 GaN(gallium nitride)和碳化硅 SiC(silicon carbide)为代表的宽禁带半导体器件[11-12]，如 SiC 金属-氧化物半导体场效应晶体管 SiC MOSFET(SiC metal-oxide-semiconductor field-effect transistor)，有更低的开关损耗、更高的导热率及更高的击穿电压。因此，应用宽禁带半导体器件，可提高五电平 TANPC 逆变器的开关频率。然而，宽禁带器件的价格远高于 Si 器件，全部采用 SiC MOSFET 将导致硬件成本大幅上升。

将电路中的部分器件替换为 SiC MOSFET，然后通过优化调制策略，使 SiC MOSFET 承担全部的开关损耗而 Si IGBT 仅低频动作，可充分利用 SiC 器件优异的开关性能和 Si IGBT 较低的硬件成本，兼顾逆变器性能和成本[13-14]。近年来，这种 SiC/Si 混合方案已成为学术和工业界的研究热点，且已在三电平有源钳位逆变器中得到了广泛应用[15-16]。

有少量文献研究了 SiC/Si 混合五电平拓扑[17-19]。文献[17]提出 1 种由 4 支 SiC MOSFET 和 4 支 Si 二极管构成的 SiC/Si 混合五电平整流器拓扑。结合优化的调制策略，4 支 SiC MOSFET 高频动作实现电平模态的切换，Si 二极管仅续流，故在高开关频率下显著提高了效率，但该拓扑仅能工作于整流模式；文献[18]将 1 组三电平 ANPC SiC/Si 混合桥臂与 1 组三电平全 Si 器件 ANPC 桥臂组合构成了全桥结构的 SiC/Si 混合五电平拓扑，混合桥臂中的 2 支 SiC MOSFET 高频动作来切换电平模态，Si 器件工频动作；文献[19]将工频桥臂替换为 Si 器件两电平桥臂，进一步降低了硬件成本，并提出在 SiC/Si 混合 ANPC 桥臂中利用双电流路径降低通态损耗，在高开关频率下仍能实现高效率。

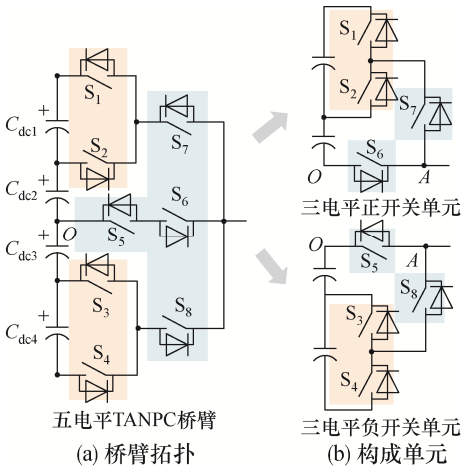
五电平 TANPC 型逆变器可减少所需器件的数量，如与 SiC/Si 混合技术相结合则可以进一步提质增效。然而，在传统调制策略下，其每个开关管均需高频动作，所有开关器件均承担开关损耗，无法实现 SiC 器件和 Si 器件的混合使用。

本文首先将五电平 TANPC 型桥臂分解为开关单元，对其电平切换过程进行了详细分析，从而将开关管在动作特性上分成 2 类：一类需高频动作并承担开关损耗，另一类工作于零电流开关模式仅承担通态损耗。进一步提出 1 种 SiC/Si 混合五电平 TANPC 型逆变器拓扑，并针对该混合拓扑，提出了 1 种优化调制策略。所提调制策略下，所有高频开关损耗由 4 支 SiC MOSFET 承担，4 支 Si IGBT 仅承担通态损耗及结电容充放电损耗。理论分析及实验结果表明，所提 SiC/Si 混合五电平 TANPC 型逆变器在保持较低硬件成本的同时，效率全方位优于全 Si TANPC 逆变器，且与全 SiC TANPC 逆变器接近。此外，由于 Si IGBT 具有电导调制效应，所提出的 SiC/Si 混合五电平逆变器的重载效率更优。

1　SiC/Si 混合拓扑及优化调制策略

1.1　五电平 TANPC 型逆变器的换流模态分析与 SiC/Si 混合拓扑方案

五电平 TANPC 桥臂拓扑如图 1(a)所示，图中，C_{dc1}~C_{dc4} 为直流分压电容，各电容分到的电压均为 E；u_{AO} 为 A 点和 O 点之间的电位差。桥臂共有 5 种电压模态，分别为 P2、P1、O、N1 和 N2，见表 1，其中，1 和 0 分别表示开关管的开通和关断。



(a) 桥臂拓扑 (b) 构成单元

图 1 五电平 TANPC 桥臂及构成单元

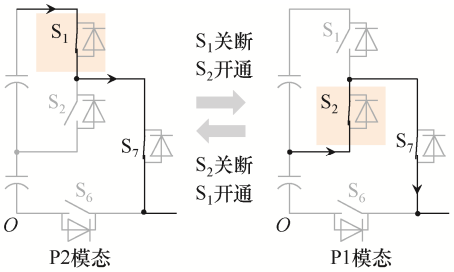
Fig. 1 Five-level TANPC bridge leg and component units

表 1 五电平 TANPC 逆变器电压模态

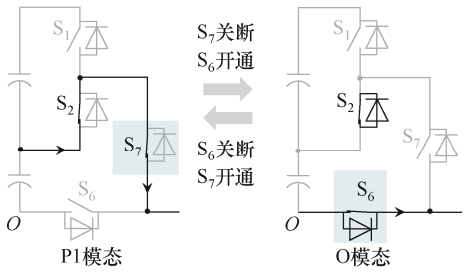
Tab. 1 Voltage modes of five-level TANPC inverter

电压模态	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	u_{AO}
P2	1	0	0	0	0	0	1	0	$2E$
P1	0	1	0	0	0	0	1	0	E
O	0	0	0	0	1	1	0	0	0
N1	0	0	1	0	0	0	0	1	$-E$
N2	0	0	0	1	0	0	0	1	$-2E$

将五电平 TANPC 逆变器分解成 1 个三电平正开关单元和 1 个三电平负开关单元，如图 1(b)所示。采用传统调制策略，以三电平正开关单元为例分析五电平 TANPC 逆变器的换流模态，如图 2(a)所示。开关管 S_1 和 S_2 高频互补实现 P2 模态和 P1 模态间的切换；开关管 S_6 和 S_7 高频互补实现 P1 和 O 模态间的切换，如图 2(b)所示。图 3 给出了传统调制策略下五电平 TANPC 逆变器的驱动波形。图中，u_e 为正弦调制波信号；C_1~C_4 分别为 4 种载波信号；u_{gS_1} ~ u_{gS_8} 分别为开关管 S_1~S_8 的驱动信号。可见，这种开关换流模态下，单元电路内所有开关管均需高频动作。



(a) P2与P1模态切换



(b) P1与O模态切换

图 2 传统调制策略下开关管换流模式

Fig. 2 Commutation modes of switch under conventional modulation strategy

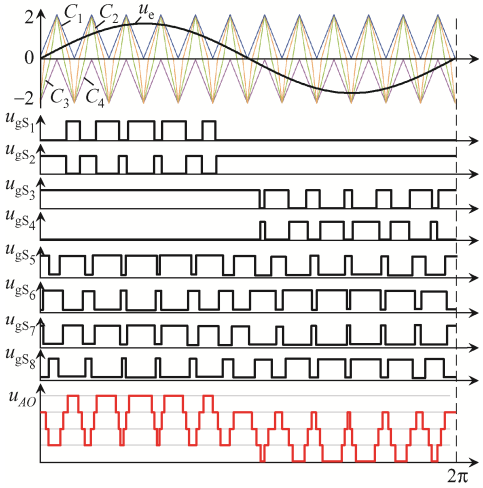


图 3 传统调制策略下五电平 TANPC 拓扑驱动波形

Fig. 3 Driving waveforms of five-level TANPC topology under conventional modulation strategy

为了将开关损耗集中于部分 SiC MOSFET 中，本文提出 1 种新的开关管换流策略，如图 4 所示。P2 和 P1 模态切换时，由开关管 S_7 硬开关实现换流；在换流过程中的死区续流模态 O 时段，完成对开关管 S_1 的选通操作，该过程中，开关管 S_1 实现零电流开通和关断，忽略结电容充放电损耗，可认为其承担的开关损耗为 0，而开关管 S_2 无需动作。P1 和 O 模态切换时的开关管换流模态与传统调制相同，仍由开关管 S_6 和 S_7 高频互补。

三电平负开关单元的分析与正单元类似，不再赘述。所提改进换流策略下，开关损耗集中在了开关管 S_5~S_8 上，而桥臂上其余开关管 S_1~S_4 仅承担通态损耗。据此，提出 1 种 SiC/Si 混合五电平 TANPC 逆变器拓扑，如图 5 所示，开关管 S_1~S_4

采用 Si IGBT，S_5~S_8 采用 SiC MOSFET；L_f 为滤波电感；C_f 为滤波电容；R_o 为负载电阻。

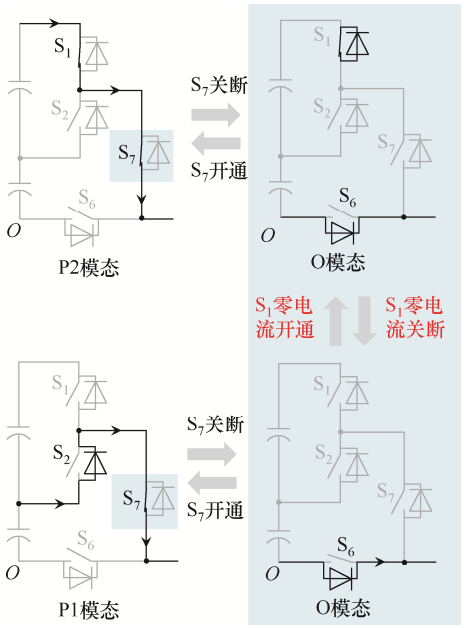


图 4　开关管改进换流模态

Fig. 4 Improved commutation modes of switch

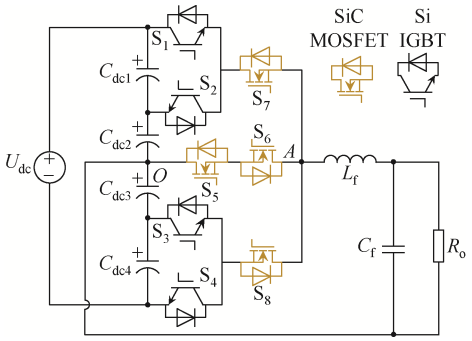


图 5　SiC/Si 五电平 TANPC 逆变器拓扑

Fig. 5 Topology of SiC/Si five-level TANPC inverter

1.2　SiC/Si 混合五电平逆变器的优化调制策略

由于所提 SiC/Si 混合五电平逆变器拓扑需采用图 4 所示的改进换流策略，其死区时间内电流的续流路径与传统调制不同。因此，本文提出 1 种优化调制策略，如图 6 所示。

以正半周为例分析，调制波 u_e 和载波 C_1 交截得到 S_1 和 S_7 的驱动信号，实现桥臂电压模态 P2 和 P1 间的切换；调制波 u_e 和载波 C_2 交截得到 S_6 和 S_7 的驱动信号，实现桥臂电压模态 P1 和 O 间的切换；调制波 u_e 和载波 C_3 交截得到 S_5 和 S_8 的驱动信号，实现桥臂电压模态 O 和 N1 间的切换；调制波 u_e 和载波 C_4 交截得到 S_8 和 S_4 的驱动信号，实现桥臂电压模态 N2 和 N1 间的切换。

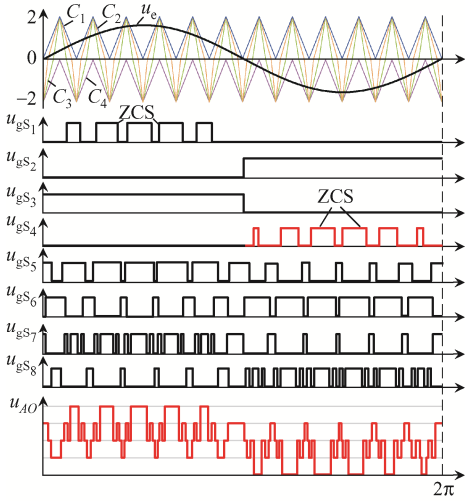


图 6　优化调制策略驱动波形

Fig. 6 Driving waveforms under optimized modulation strategy

单个开关周期内的驱动及桥臂电压波形如图 7 所示。由图 7 可见，逆变器采用所提调制策略，工作在正半周时，选用表 1 中的 P2、P1、O 和 N1 共 4 种电压模态。此外，由于 N1 和 P1 这 2 种电压模态作用时间相等，所提调制策略可实现 4 支直流分压电容电压的均衡[7]。同理，所提方案在负半周时，

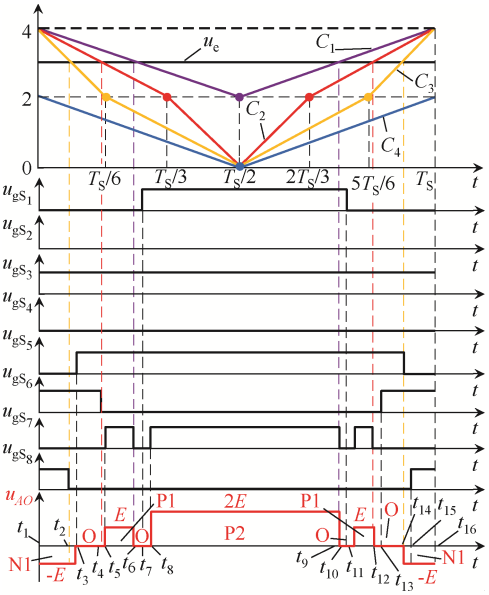


图 7　所提优化调制策略在 1 个开关周期内的驱动波形

Fig. 7 Driving waveforms in one switching cycle under proposed optimized modulation strategy

选用 P1、O、N1 和 N2 共 4 种电压模态，且保持 N1 和 P1 的作用时间相等。

图 8 给出了各时段内的电流路径。t_1~t_2时段，桥臂输出 N1 电平；t_2时刻，开关管 S_8关断，电流从 S_8的沟道切换至 S_8的体二极管续流；t_2~t_3时段为续流模态，电平为 N1；t_3时刻，开通 S_5，电流强迫换流至 S_5和 S_6的沟道，桥臂电压切换至 O 电平；桥臂电压从 N1 电平切换至 O 电平的过程中，开关管 S_5和 S_8承担开关损耗。

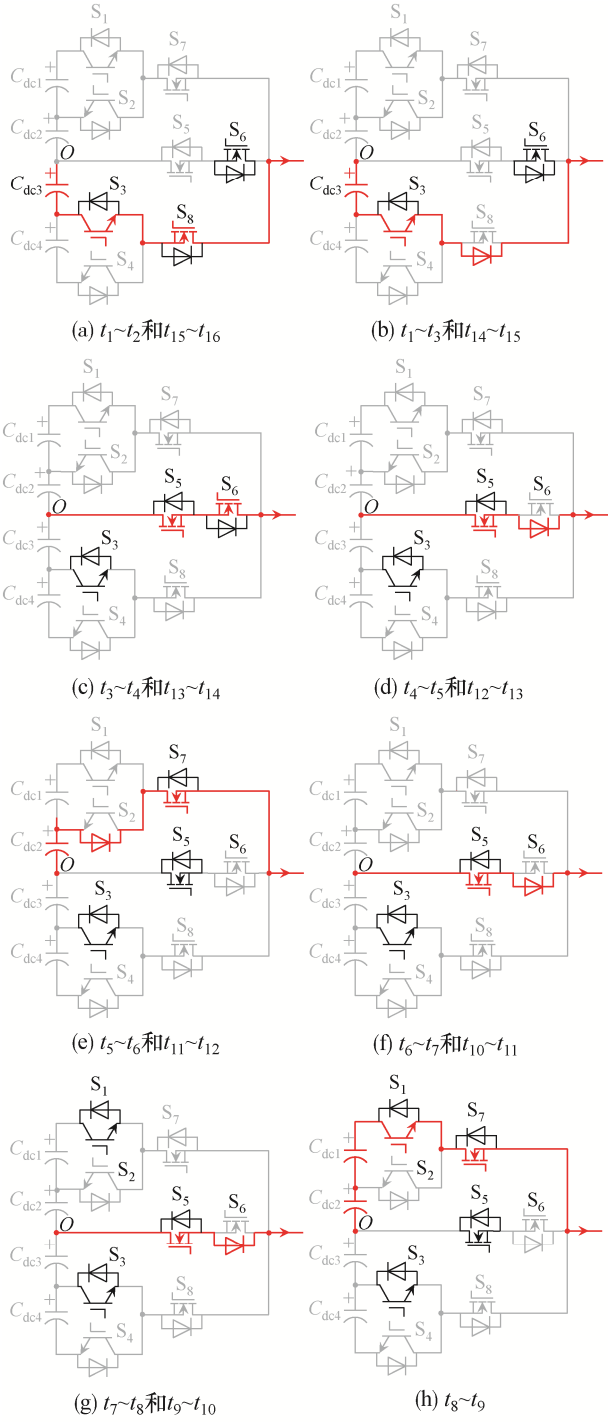


图 8 单个开关周期内的换流过程

Fig. 8 Commutation process in one switching cycle

t_3~t_4时段，桥臂输出 O 电平；t_4时刻，开关管 S_6关断，电流从 S_6的沟道切换至 S_6的体二极管续流；t_4~t_5时段，为续流模态，输出 O 电平；t_5时刻，S_7开通，电流强迫换流至 S_7的沟道和 S_2的体二极管，桥臂电压切换至 P1 电平。此过程中，开关管 S_6和 S_7承担开关损耗。

t_5~t_6时段，桥臂输出 P1 电平；t_6时刻，开关管 S_7关断，电流强迫换流至 S_5的沟道和 S_6的体二极管；t_6~t_7时段为续流模态，输出 O 电平；t_7时刻，S_1开通，由于电流已经被开关管 S_7关断时截断，故 S_1为零电流开通，由于结电容充放电损耗较小，S_1的开通损耗可近似为 0；t_7~t_8时段仍为续流模态，输出 O 电平；t_8时刻，开通 S_7，电流强迫换流至 S_1和 S_7的沟道，桥臂电压切换至 P2 电平。桥臂电压从 P1 电平切换至 P2 电平的过程中，死区续流电平为 O 电平，开关管 S_6和 S_7承担开关损耗。

其余时段内的换流过程与上述类似，不再赘述。总之，采用所提优化调制策略，SiC MOSFET 承担所有开关损耗；而 Si IGBT 仅承担通态损耗及少量结电容充放电损耗。

此外，由于 Si IGBT 的电导调制效应，在大电流的情况下，其通态损耗远低于 SiC MOSFET 的通态损耗，因此其通态性能更好；而 SiC MOSFET 的开通关断延迟时间更短，其体二极管反向恢复损耗远远低于 Si IGBT，因此其开关性能更好；故所提优化调制策略，能够充分发挥所提 SiC/Si 混合五电平逆变器拓扑中 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的性能优势。

2 损耗与成本对比分析

2.1 逆变器损耗模型

为评估所提 SiC/Si 混用五电平拓扑结合优化调制的损耗分布情况及效率性能，本节搭建了详

细的损耗模型，IGBT 和 MOSFET 的具体开通关断过程及损耗计算公式可参考文献[16]，本文不再赘述。

2.2 全–SiC 和全–Si 型 TANPC 拓扑分析

以全-SiC 方案为例，结合图 9 所示的调制驱动波形，可以得到正半周第 i 个开关周期内各开关管的通态损耗 $W_{S_1\text{onstate}} \sim W_{S_8\text{onstate}}$，即

$$W_{S_1\text{onstate}} = I_L^2 R_{DS(on)}(d_1 T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}) \quad (1)$$

$$W_{S_2\text{onstate}} = I_L^2 R_{DS(on)}\left[(d_2 - d_1)T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}\right] \quad (2)$$

$$W_{S_7\text{onstate}} = I_L^2 R_{DS(on)}(d_2 T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}) \quad (3)$$

$$W_{S_{5/6}\text{onstate}} = I_L^2 R_{DS(on)}\left[(d_3 - d_2)T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}\right] \quad (4)$$

$$W_{S_{8/3}\text{onstate}} = I_L^2 R_{DS(on)}\left[(1 - d_3)T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}\right] \quad (5)$$

式中：I_L 为第 i 个开关周期内的电感电流，1 个开关周期内近似为固定不变；t_{don}、t_r 和 $R_{DS(on)}$ 分别为开关管的导通延迟时间、电流上升时间及通态电阻；d_1~d_3 分别为调制波 u_e 与载波 C_1~C_3 交截得到的占空比；T_S 为 1 个开关周期的时间；t_{dead} 为死区模态续流时间。开关管 S_4 的通态损耗为 0。

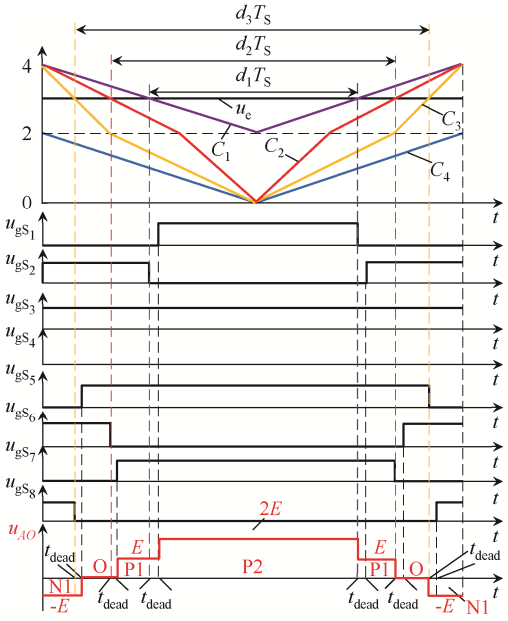


图 9　传统调制策略在 1 个开关周期内的驱动波形

Fig. 9 Driving waveforms in one switching cycle under conventional modulation strategy

正半周时，桥臂输出电平存在 4 种模态：N1、O、P1 及 P2，3 对开关管 S_5 和 S_8、S_6 和 S_7、S_1 和 S_2 交替高频动作，1 个开关周期内，开关管 S_1、S_5、S_7 为硬开通和硬关断，开关损耗以沟道损耗为主，而开关管 S_2、S_6、S_8 为软开通和软关断，开关损耗以体二极管损耗为主，各开关管的开关损耗 $W_{S_1\text{onstate}} \sim W_{S_8\text{onstate}}$ 可表示为

$$W_{S_k\text{switch}} = \frac{1}{2}U_{DS} I_L (t_{doff} + t_f + t_r) \qquad k = 1,5,7 \quad (6)$$

$$W_{S_k\text{switch}} = \frac{1}{2}U_F I_L (t_r + t_f) \qquad k = 2,6,8 \quad (7)$$

式中：U_{DS} 为开关管关断时漏源极两端耐受电压；t_{doff} 和 t_f 分别为开关管的关断延迟时间和电流下降时间；U_F 为开关管体二极管正向导通压降。开关管 S_3 和 S_4 的开关损耗为 0。

当开关器件全部采用 Si IGBT 时，损耗模型可类似推导。

2.3 所提 SiC/Si 混合 TANPC 五电平拓扑与优化调制策略分析

结合图 7 所示的优化调制策略驱动波形，可以得到 SiC/Si 混合 TANPC 五电平拓扑方案结合所提改进调制策略的损耗模型，正半周第 i 个开关周期内各开关管的通态损耗 $W_{S_1\text{onstate}} \sim W_{S_8\text{onstate}}$，可分别表示为

$$W_{S_1\text{onstate}'} = U_{CEon} I_L (d_1 T_S - 2t_{dead} - t_r - t_{don}) \quad (8)$$

$$W_{S_2\text{onstate}'} = U_F I_L (d_2 T_S - d_1 T_S - 3t_{dead} - t_r - t_{don}) \quad (9)$$

$$W_{S_7\text{onstate}'} = I_L^2 R_{DS(on)}(d_2 T_S - 5t_{dead} - t_r - t_{don}) \quad (10)$$

$$W_{S_{6/5}\text{onstate}'} = I_L^2 R_{DS(on)}\left[(d_3 - d_2)T_S + 4t_{dead} - t_r - t_{don}\right] \quad (11)$$

$$W_{S_{8/3}\text{onstate}'} = I_L^2 R_{DS(on)}\left[(1 - d_3)T_S - t_{dead} - t_r - t_{don}\right] \quad (12)$$

各开关管的开关损耗 $W_{S_1\text{switch}'} \sim W_{S_8\text{switch}'}$ 可分别表示为

$$W_{S_5\text{switch}'} = \frac{1}{2}I_L (t_{doff} + t_f + t_r) U_{DS} \quad (13)$$

$$W_{S_7\text{switch}'} = \frac{1}{2}I_L (t_{doff} + t_f + t_r)(U_{DS} + U'_{DS}) \quad (14)$$

$$W_{S_{6/8}\text{switch}'} = \frac{1}{2}U_F I_L (t_r + t_f) \quad (15)$$

式中，U_{CEon}为 IGBT 正向导通压降。开关管 S_1~S_4 的开关损耗为 0。

2.4 损耗分析与成本对比

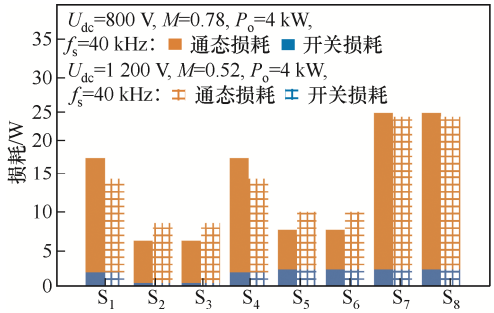
样机参数见表 2，开关管参数可参考对应型号的数据手册。利用 2.1~2.3 节搭建的损耗模型，计算得到传统调制策略下全-SiC 方案、传统调制策略下全-Si 方案及优化调制策略下 SiC/Si 方案的损耗分布结果，如图 10 所示。由图 10 可见，优化调制方案能够实现五电平 TANPC 逆变器拓扑中开关管开关损耗和通态损耗的分离，充分利用所提 SiC/Si 混合五电平 TANPC 拓扑中 SiC MOSFET 的低开关损耗性能与 Si IGBT 在大电流下的低通态损耗性能。因此，与传统调制策略全-SiC 方案相比，SiC/Si 方案下，拓扑总通态损耗显著降低；与传统调制策略全-Si 方案相比，拓扑总开关损耗显著降低。

表 2 SiC/Si 五电平 TANPC 逆变器样机参数

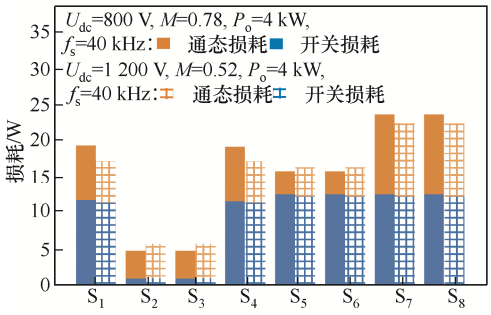
Tab. 2 Parameters of SiC/Si five-level TANPC inverter prototype

参数	数值或型号
直流侧电压 U_{dc}/V	800~1 200
交流侧电压 U_{orms}/V	220
开关频率 f_s/kHz	40
额定功率 P_o/kW	4
滤波电感 L_f/μH	600
滤波电容 C_f/μF	6
SiC MOSFET	IV1Q12080T3
Si IGBT	IHW40N120R5

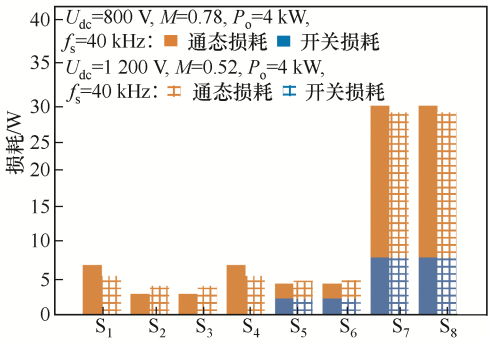
图 11 给出了不同调制比 M 下，3 种方案开关管功率损耗的对比曲线：全-Si 方案的开关管损耗始终最高；而全-SiC 方案和 SiC/Si 方案的功率损耗曲线存在交汇点，在调制比一定时，随着输出功率的升高，SiC/Si 方案逐步占据优势，开关管损耗



(a) 全-SiC方案结合传统调制策略



(b) 全-Si方案结合传统调制策略



(c) SiC/Si混合方案结合优化调制策略

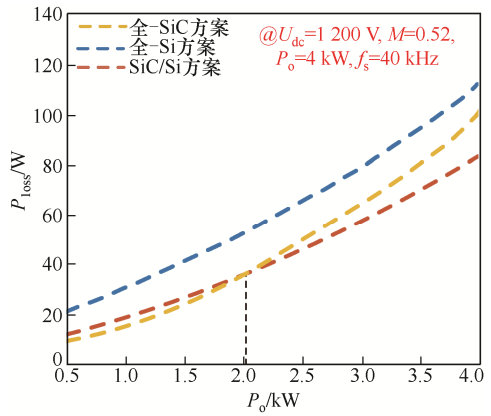
图 10 3 种方案损耗分布对比

Fig. 10 Comparison of loss distribution among three schemes

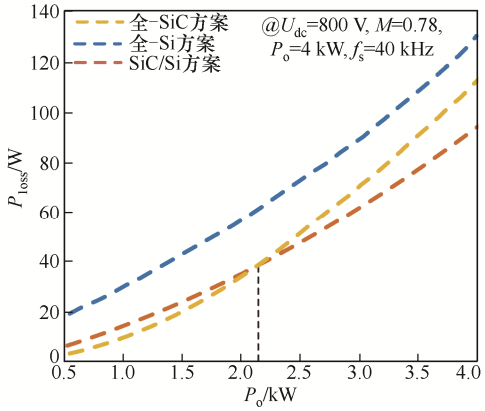
更低；不同调制比下，全-SiC 方案和 SiC/Si 方案的功率损耗曲线交汇点也不同。

3 种方案的成本对比(注：价格数据来自贸泽官网和瞻芯电子官网)见表 3。可见，与全-SiC 方案相比，SiC/Si 方案的器件成本降低了约 31%。

综上所述，所提 SiC/Si 混合五电平 TANPC 逆变器可在实现与全-SiC 逆变器相近的功率损耗的同时保持较低的硬件开销。此外，由于充分利用了 Si IGBT 的电导调制效应，所提方案在重载条件下的功率损耗低于全-SiC 方案。



(a) M=0.52



(b) M=0.78

图 11　不同调制比下，3 种方案的总功率损耗对比

Fig. 11 Comparison of total power loss among three schemes at different modulation ratios

表 3　成本对比

Tab. 3 Comparison of costs

器件	所提 SiC/Si 方案	全-SiC 方案	全-Si 方案
SiC MOSFET/支	4	8	0
	(IV1Q12080T 单价 80 元/支)		
Si IGBT/支	4	0	8
	(IHW40N120R5 30 元/支)		
总价/元	440	640	240

3　实验验证

本次实验的五电平 TANPC 逆变器平台及接线图如图 12 所示，搭建了全-SiC、全-Si 及 SiC/Si 这 3 种方案下的五电平 TANPC 逆变器。全-SiC 和全-Si 实验平台采用传统调制策略，而 SiC/Si 实验平台采用所提优化调制策略，其中直流侧由可编程直流源 IT6012B-800-40 供电，交流侧输出电流 THD 及逆变器效率由功率分析仪 WT1800 测得。

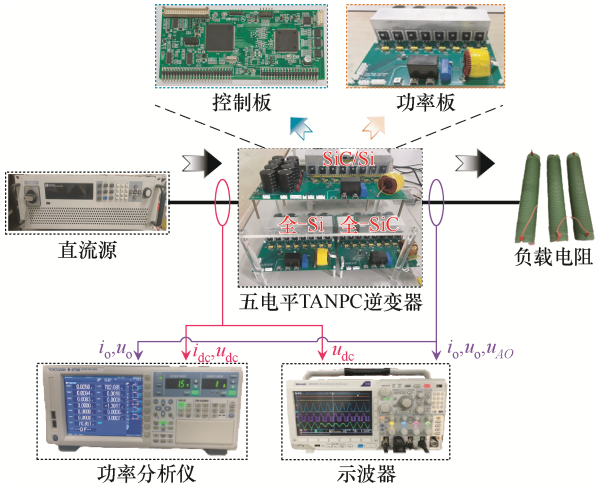


图 12　五电平 TANPC 实验平台

Fig. 12 Five-level TANPC experimental platform

所提换流调制策略下开关管 S_1、S_2、S_7 在正半周的驱动波形 u_{gS_1}、u_{gS_2}、u_{gS_7} 和桥臂电压波形 u_{AO} 如图 13 所示。由图 13 可见，当电压模态在 P1、P2 之间切换时，开关管 S_7 高频开关动作来切换逆变器的输出电平，开关管 S_2 以工频周期动作。由于在电压模态切换时，开关管 S_7 截断了流经 S_1 和 S_7 路径上的电流，所以开关管 S_1 在死区续流时段内，通过零电流开通和零电流关断，实现了软开关，几乎不承担开关损耗。

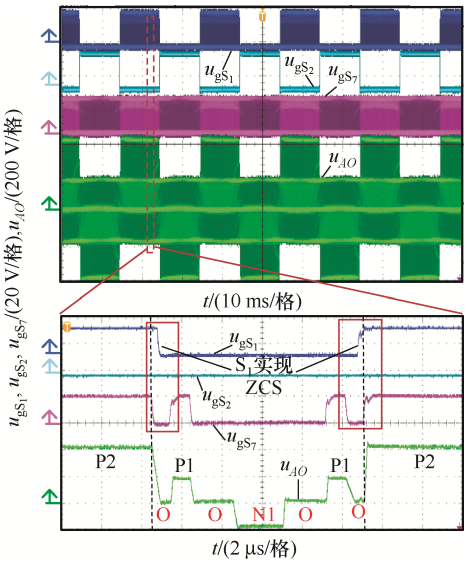


图 13　所提优化调制策略下驱动电压及桥臂电压波形

Fig. 13 Waveforms of driving voltage and bridge leg voltage under proposed optimized modulation strategy

所搭建 SiC/Si 五电平 TANPC 逆变器在额定功率 4 kW 下的稳态输出波形如图 14 所示。U_{dc}、U_o、i_o 和 u_{AO} 分别为逆变器的直流输入电压、交流输出电压、交流输出电流和桥臂输出电压。桥臂电压共存在 5 种不同的输出电平，每 2 个相邻电平间的电压差分别为直流侧 4 个分裂电容两端的电压：U_{dc1}、U_{dc2}、U_{dc3}、U_{dc4}，可见，所提 SiC/Si 混合五电平 TANPC 逆变器及优化调制策略在稳态下输出电压及电流的正弦度良好，能够维持 4 支直流分压电容电压的均衡。

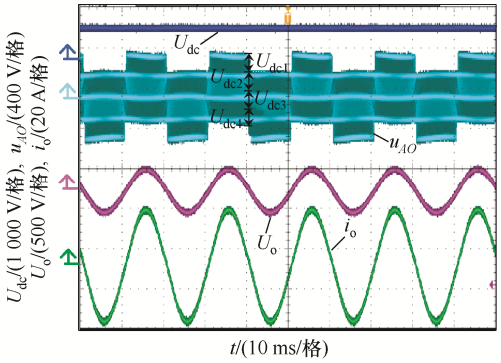


图 14 SiC/Si 混合五电平逆变器及优化调制策略稳态波形

Fig. 14 Steady-state waveforms of SiC/Si hybrid five-level inverter under optimized modulation strategy

图 15 为所搭建 SiC/Si 混合五电平 TANPC 逆变器的动态加载和切载实验波形。可见，在负载功率从 2 kW 突增至 4 kW 和负载功率从 4 kW 突减至 2 kW 的工况下，逆变器均能迅速切换并稳定在相应功率下的输出电流。因此，所提 SiC/Si 混合五电平逆变器及其优化调制策略可在负载突变时稳定运行，且维持 4 支直流分压电容电压的均衡。

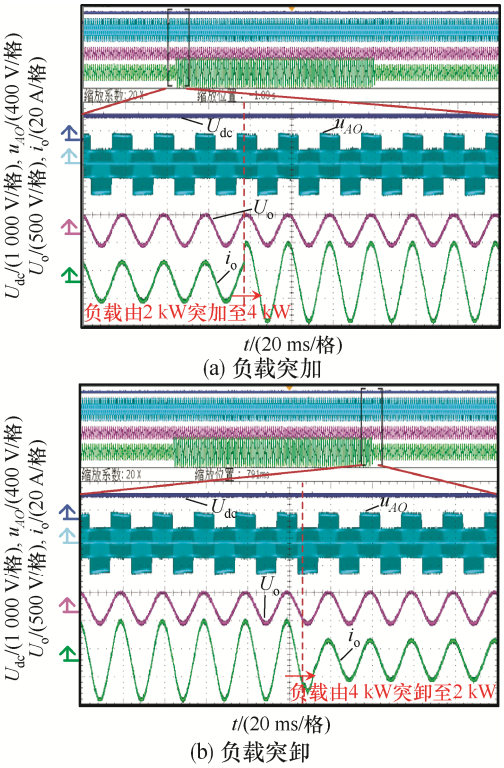


图 15 动态加切载实验

Fig. 15 Experiments under dynamic changes in load

图 16(a)和(b)分别给出了 3 种方案下逆变器输出电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)和效率的变化曲线。可以看出，全-Si 方案下的逆变器效率始终大幅低于其他 2 种方案；而全-SiC 方案和 SiC/Si 方案的效率曲线相近，且存在交汇点，与损耗分析一致，随着输出功率的增加，所提 SiC/Si 混合方案的效率逐步占据优势，最高效率为 97.4%。此外，所提 SiC/Si 混合五电平逆变器拓扑结合所提优化调制策略的输出电流 THD 略高于采用传统调制策略的全-SiC 和全-Si 方案，电流 THD 最大升高约 0.1%。

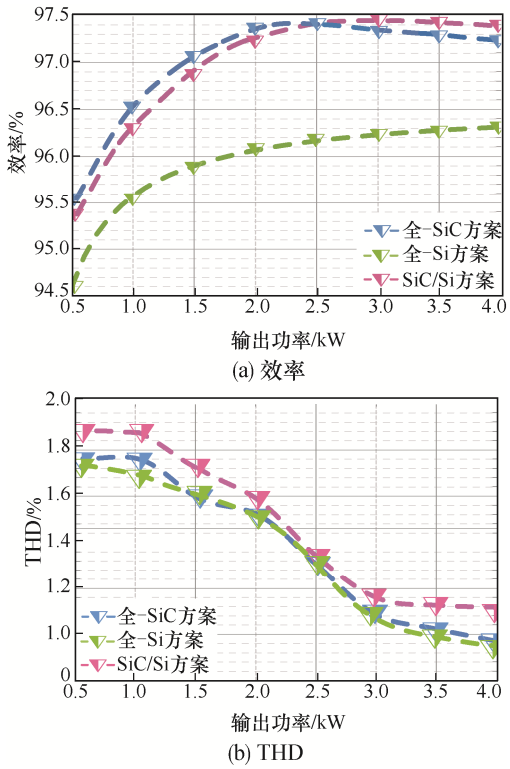


图 16 效率、电流 THD 对比曲线

Fig. 16 Curves of comparison of efficiency and current THD

4 结论

本文提出 1 种 SiC/Si 混合五电平逆变器拓扑及其优化调制策略。所有高频开关损耗由 4 支 SiC MOSFET 承担，4 支 Si IGBT 仅承担通态损耗及少量结电容充放电损耗。根据理论分析与实验结果可得结论如下。

(1)所提 SiC/Si 方案充分发挥了 SiC MOSFET 的低开关损耗与 Si IGBT 的低成本优势，在实现逆变器达到高效率的同时维持较低的功率器件成本。

(2)相比于全−SiC 方案，所提 SiC/Si 方案的开关管成本降低 31%，且重载时逆变器具有更高的效率；相比于全−Si 方案，所提 SiC/Si 方案在少量增加硬件成本的基础上大幅改善了逆变器效率。

因此，所提 SiC/Si 混合五电平逆变器及优化调制策略可应用于中压电能变换装置，以较低成本实现高效率。

参考文献：

[1] 魏华, 李敏, 陈柯蒙, 等. 一种改进的五电平逆变器电流平衡开环控制方法[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 100-110.
Wei Hua, Li Min, Chen Kemeng, et al. Improved current balance open-loop control method for five-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 100-110. (in Chinese)

[2] 宋琳, 聂子玲, 叶伟伟, 等. 基于前馈解耦控制的有源中点钳位五电平模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(7): 1910-1920.
Song Lin, Nie Ziling, Ye Weiwei, et al. Research on model predictive control of ANPC-5L permanent magnet synchronous motor based on feedforward decoupling [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(7): 1910-1920. (in Chinese)

[3] 张航航, 刘小刚, 张新涛, 等. 有源中点钳位式(ANPC)五电平逆变器调制方法和飞跨电容电压控制策略研究[J]. 电源学报, 2015, 13(1): 67-72, 100.
Zhang Hanghang, Liu Xiaogang, Zhang Xintao, et al. Research on modulation method of ANPC five-level inverter and control strategy of flying capacitor voltage [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(1): 67-72, 100. (in Chinese)

[4] 孔祥平, 宾子君, 张雅倩, 等. 基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器[J]. 电力工程技术, 2023, 42(5): 214-223.
Kong Xiangping, Bin Zijun, Zhang Yaqian, et al. A hybrid modular multi-level converter based on capacitor voltage ripple compensation [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 214-223. (in Chinese)

[5] 叶晗, 盛晓东, 谢晔源, 等. 基于级联多电平换流器的两级式储能系统控制策略[J]. 电力工程技术, 2023, 42(3): 217-225.
Ye Han, Sheng Xiaodong, Xie Yeyuan, et al. Control strategy of double-stage cascaded multilevel converters energy storage system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(3): 217-225. (in Chinese)

[6] Wang Kui, Wu Mingzhe, Zheng Zedong, et al. A generalized derivation method of tree-type active neutral-point-clamped multilevel topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 7118-7129.

[7] Wang Kui, Xu Lie, Zheng Zedong, et al. Capacitor voltage balancing of a five-level ANPC converter using phase-shifted PWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1147-1156.

[8] Wang Kui, Zheng Zedong, Xu Lie, et al. A generalized carrier-overlapped PWM method for neutral-point-clamped multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9095-9106.

[9] Xu Shuai, Zhang Jianzhong, Hu Xing, et al. A novel hybrid five-level voltage-source converter based on T-type topology for high-efficiency applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4730-4743.

[10] 陈文思, 宫金武, 查晓明, 等. 高频变流器直流侧的去耦电容优化选型研究[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 274-282.
Chen Wensi, Gong Jinwu, Zha Xiaoming, et al. Research on optimal selection of decoupling capacitors on DC-side of high-frequency converters [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 274-282. (in Chinese)

[11] 李锦, 党恩帅, 范雨顺, 等. 一种碳化硅与硅器件混合型三电平有源中点钳位零电压转换软开关变流器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2496-2510.
Li Jin, Dang Enshuai, Fan Yushun, et al. A hybrid three-level active-neutral-point-clamped zero-voltage transition soft-switching converter with silicon carbide and silicon devices [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2496-2510. (in Chinese)

[12] 盛况, 任娜, 徐弘毅. 碳化硅功率器件技术综述与展望

[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1741-1753.
Sheng Kuang, Ren Na, Xu Hongyi. Overview and prospect of silicon carbide power device technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1741-1753. (in Chinese)

[13] Zhang Li, Lou Xiutao, Li Chushan, et al. Evaluation of different Si/SiC hybrid three-level active NPC inverters for high power density [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8224-8236.

[14] Li Daohui, Li Xiang, Chang Guiqin, et al. Characterization of a 3.3-kV Si-SiC hybrid power module in half-bridge topology for traction inverter application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13429-13440.

[15] Guan Qingxin, Li Chushan, Zhang Yu, et al. An extremely high efficient three-level active neutral-point-clamped converter comprising SiC and Si hybrid power stages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8341-8352.

[16] 娄修弢, 张犁, 陈永炜, 等. 4-SiC 3L-ANPC 逆变器损耗均衡和效率优化调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1925-1933.
Lou Xiutao, Zhang Li, Chen Yongwei, et al. A dedicate modulation scheme for 4-SiC 3L-ANPC inverter with loss balanced distribution and efficiency improvement [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1925-1933. (in Chinese)

[17] Zhang Yifan, Li Chushan, Li Chengmin, et al. A SiC and Si hybrid five-level unidirectional rectifier for medium voltage applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7537-7548.

[18] Belkhode S, Shukla A, Doolla S. Five-level hybrid active-NPC H-bridge converter with novel space-vector-modulation scheme [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(4): 4146-4159.

[19] Zhang Li, Zheng Zhongshu, Li Chushan, et al. A Si/SiC hybrid five-level active NPC inverter with improved modulation scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4835-4846.



莫文逸

作者简介：

莫文逸(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：多电平变流器调制技术。E-mail：2213060 80025@hhu.edu.cn。

张犁(1985—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：新能源电能变换与控制技术。E-mail：zhanglinuaa@hhu.edu. cn。

邹宇航(1998—)，男，中国电源学会会员，博士，助理研究员。研究方向：新能源电力变换与控制。E-mail：zouyuhang@mail.tsinghua.edu.cn。

(责任编辑：耿越)